

ристики (16), (19), (20) достигают экстремума. Полученные таким образом зависимости экстремальных значений потокосцепления Ψ_s от момента нагрузки лучше всего аппроксимируются арктангенциальными зависимостями с тремя параметрами. В системах управления алгоритмы поиска экстремума целевых функций могут быть заменены функциональными преобразователями, реализующими выражения вида (26), что подтверждено математическим моделированием.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ключев О.В. Асинхронный вентильный каскад как объект экстремального управления / О.В.Ключев, А.В.Садовой // Форум гірників: міжнар. конф., 10-12 жовтня 2005 р.: матеріали конф. – Дніпропетровськ, 2005. – Том 2. – С.212-225.
2. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе / С.Н.Вешеневский. – М.: Энергия, 1977. – 432с.
3. Ключев О.В. Синтез контура регулирования потокосцепления по цепи статора в асинхронном вентильном каскаде / О.В.Ключев, А.В.Садовой // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2008. – Вип. 4(51), ч. 2. – С.24-28.

Поступила в редколлегию 02.03.2016.

УДК 62-83

ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепродзержинский государственный технический университет

СИНТЕЗ РЕЛЕЙНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЧЕТВЁРТОГО ПОРЯДКА МЕТОДОМ N-i ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ ПРИ НЕОПРЕДЕЛЁННЫХ МАКСИМУМАХ ПЕРВОЙ И ВТОРОЙ ПРОИЗВОДНЫХ РЕГУЛИРУЕМОЙ КООРДИНАТЫ

Введение. Оптимальный по быстродействию переходный процесс в условиях ограничения старших производных регулируемой координаты способна сформировать релейная система подчинённого регулирования (СПР), синтезированная методом N-i переключений [1]. Настройки такой системы определяются уровнями ограничения её канонических координат. В ряде переходных режимов максимумы переменных состояния системы не заданы предварительно, а являются функциями обрабатываемого изменения выходной координаты. Такие режимы не могут быть оптимизированы регуляторами с фиксированными параметрами. Цифровая реализация систем управления позволяет в реальном времени адаптировать их настройки к различным формам динамических траекторий даже при сравнительно высоком темпе протекания переходных процессов, характерном для электроприводов. Вычислительный минимализм метода N-i переключений способствует быстрому варьированию текущих параметров регуляторов, что делает данный метод перспективным инструментом самонастройки систем оптимального управления.

Постановка задачи. Рассмотрим нейтрально-устойчивый динамический объект четвёртого порядка, моделируемый каскадом интегрирующих звеньев, вектор координат состояния которого обозначим

$$\left(\Omega, p\Omega, p^2\Omega, p^3\Omega, p^4\Omega \right) = \left(\Omega, \varphi, \omega, \varepsilon, a \right), \quad (1)$$

где Ω – регулируемая величина, a – управляющее воздействие, $p = \frac{d}{dt}$ – символ дифференцирования по времени.

В системе обозначений (1) математическое описание каскада регуляторов релейной СПР четвертого порядка имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_{R\Omega} = u_{R1} = \varphi^* &= -\varphi_{\max} \cdot \text{sign}(\Omega - \Omega^* + K_{\Omega\varphi} \cdot \varphi + K_{\Omega\omega} \cdot \omega + K_{\Omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varphi} = u_{R2} = \omega^* &= -\omega_{\max} \cdot \text{sign}(\varphi - \varphi^* + K_{\varphi\omega} \cdot \omega + K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\omega} = u_{R3} = \varepsilon^* &= -\varepsilon_{\max} \cdot \text{sign}(\omega - \omega^* + K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R\varepsilon} = u_{R4} = a^* &= -a_{\max} \cdot \text{sign}(\varepsilon - \varepsilon^*) \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где u_{Ri} – сигнал i -го (считая от входа) регулятора; символом «*» отмечены заданные значения координат, как входное, так и формируемые регуляторами; индексами «max» отмечены уровни ограничений канонических координат. Двойная индексация регуляторов указывает на их положение в иерархии каскада и на привязку к регулируемой переменной.

Параметрический синтез регуляторов $R_\varepsilon, R_\omega, R_\varphi$ внутренних контуров данной СПР и аналитическое исследование их устойчивости выполнены в работах [2, 3] для позиционного электропривода в системе обозначений (1), что обеспечивает преемственность выражений коэффициентов обратных связей $K_{\omega\varepsilon}, K_{\varphi\omega}, K_{\varphi\varepsilon}$ при оптимизации по быстродействию систем более высоких порядков

$$K_{\omega\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\max}}{2 \cdot a_{\max}}, \quad K_{\varphi\omega} = \frac{\omega_{\max}}{2 \cdot \varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2 \cdot a_{\max}}, \quad K_{\varphi\varepsilon} = \frac{\omega_{\max}}{4 \cdot a_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12 \cdot a_{\max}^2}. \quad (3)$$

В ходе оптимизации по быстродействию внешнего регулятора R_Ω каскада (2) методом N-i переключений в работе [4] на примере электропривода с упругой связью установлены однозначные аналитические зависимости коэффициентов обратных связей $K_{\Omega\varphi}, K_{\Omega\omega}, K_{\Omega\varepsilon}$ от уровней ограничений канонических координат системы четвертого порядка:

$$\begin{aligned} K_{\Omega\varphi} &= \frac{\varphi_{\max}}{2\omega_{\max}} + \frac{\omega_{\max}}{2\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}}; \\ K_{\Omega\omega} &= \frac{\varphi_{\max}}{4\varepsilon_{\max}} + \frac{\omega_{\max}}{4a_{\max}} + \frac{\varphi_{\max}\varepsilon_{\max}}{4\omega_{\max}a_{\max}} + \frac{\omega_{\max}^2}{12\varepsilon_{\max}^2} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12a_{\max}^2}; \\ K_{\Omega\varepsilon} &= \frac{\varphi_{\max}}{8a_{\max}} + \frac{\varphi_{\max}\varepsilon_{\max}^2}{24\omega_{\max}a_{\max}^2} + \frac{\omega_{\max}\varepsilon_{\max}}{24a_{\max}^2} + \frac{\omega_{\max}^2}{24\varepsilon_{\max}a_{\max}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Устойчивость скользящего режима R_Ω с коэффициентами обратных связей (3) аналитически подтверждается результатами работы [5], в которой коэффициенты (3) представлены функциями постоянных времени замкнутой системы

$$T_a = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}; \quad T_\varepsilon = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}}; \quad T_\omega = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}}. \quad (5)$$

Выраженные через них коэффициенты (3), (4) приобретают компактный вид

$$K_{\Omega\omega} = \frac{1}{4}(T_{\omega}T_{\varepsilon} + T_{\varepsilon}T_a + T_{\omega}T_a) + \frac{1}{12}(T_{\varepsilon}^2 + T_a^2),$$

$$K_{\Omega\varepsilon} = \frac{1}{8}T_{\omega}T_{\varepsilon}T_a + \frac{1}{24}(T_{\omega}T_a^2 + T_{\varepsilon}T_a^2 + T_{\varepsilon}^2T_a),$$

$$K_{\Omega\varphi} = \frac{1}{2}(T_{\omega} + T_{\varepsilon} + T_a), \quad K_{\varphi\omega} = \frac{1}{2}(T_a + T_{\varepsilon}), \quad K_{\varphi\varepsilon} = \frac{1}{4}T_aT_{\varepsilon} + \frac{1}{12}T_a^2, \quad K_{\omega\varepsilon} = \frac{1}{2}T_a. \quad (6)$$

В статье [6] на примере электропривода с упругой связью разработан алгоритм синтеза методом N-й переключений релейной СПР четвёртого порядка при настройке её параметров на неопределённый максимум φ_{\max} первой производной выходной координаты. Для создания на основе данного метода полноценной самонастраивающейся системы оптимального управления объектом четвёртого порядка необходимо решить аналогичные задачи для случаев неопределённости максимумов производных более высоких порядков. Задачей настоящей работы является построение процедуры настройки релейной СПР на отработку заданного значения Ω^* в условиях варьируемых максимумов как первой, так и второй производных $\varphi_{\max}, \omega_{\max}$ регулируемой переменной при известных ограничениях $\varepsilon_{\max}, a_{\max}$.

Результаты работы. Расчётные временные диаграммы канонических координат системы для указанного переходного режима представлены на рис.1, где обозначения T_{sx} применяются для интервалов стабилизации соответствующих координат $x(t)$. Эти интервалы принимаются равными на всех этапах оптимального по быстрдействию процесса, что обеспечивает симметрию расчётной траектории. Кроме того, в методе N-й переключений принимается допущение о постоянстве N-й производной выходной координаты на интервалах постоянства управляющего воздействия [1, 2, 4]. Благодаря это-

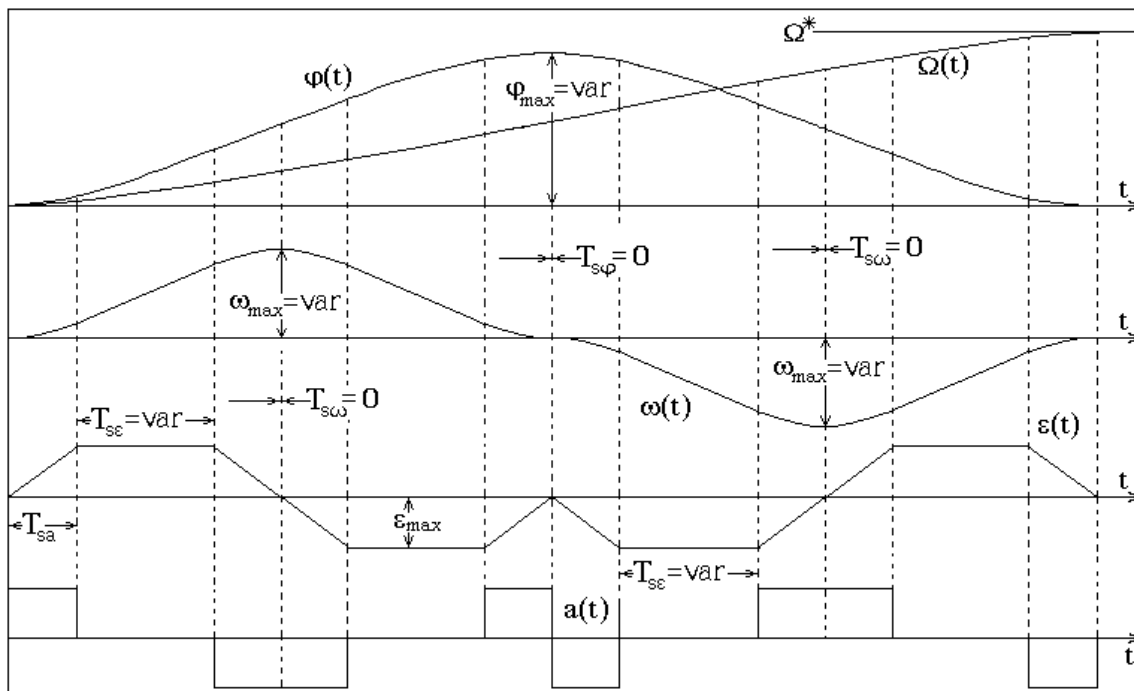


Рисунок 1 – Расчётные временные диаграммы

му допущению приращения координат на всех промежутках между соседними точками излома траектории рассчитываются как суммы ряда Тейлора с конечным числом членов.

Специфика представленных на рис.1 временных диаграмм по сравнению с их наиболее общим видом, положенным в основу синтеза параметров в работах [1, 2, 4], состоит в равенстве нулю интервалов стабилизации первой и второй производных регулируемой координаты, которые начинают снижение в момент достижения своих максимумов, а сами максимумы не определены до начала процесса и являются функциями задания Ω^* :

$$T_{s\varphi} = 0, \quad T_{s\omega} = 0, \quad (7)$$

$$\varphi_{\max} = \text{var}, \quad \omega_{\max} = \text{var}. \quad (8)$$

Тем не менее, данные временные диаграммы являются частным случаем переходных кривых, использованных в [4] для синтеза регулятора скорости $\Omega(t)$ двухмассовой ЭМС. Следовательно, формулы (3)-(6) остаются актуальными для оптимизируемого режима.

Условие (8) влечёт за собой вариативность расчётного интервала стабилизации третьей производной выходной координаты:

$$T_{s\varepsilon} = \text{var}. \quad (9)$$

Вместе условия (8), (9) указывают на наличие трёх неизвестных в описании представленной на рис.1 траектории, являющейся основанием для расчёта значений коэффициентов обратных связей по формулам (6) или (4), (3).

Взаимосвязь интервалов стабилизации канонических координат с постоянными времени замкнутой системы, установленная в [4, 5], определяется выражениями

$$T_{sa} = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} = T_a, \quad (10)$$

$$T_{s\varepsilon} = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} = T_\varepsilon - T_a, \quad (11)$$

$$T_{s\omega} = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}} - \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} = T_\omega - T_\varepsilon - T_a. \quad (12)$$

Полученное в работе [6] по аналогии с (10)-(12) выражение $T_{s\varphi}$ имеет вид

$$T_{s\varphi} = \frac{\Omega_{\max}}{\varphi_{\max}} - \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}} - \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} = T_\varphi - T_\omega - T_\varepsilon - T_a. \quad (13)$$

Постоянная времени T_φ определяется в работе [5] аналогично (5) как

$$T_\varphi = \frac{\Omega_{\max}}{\varphi_{\max}}. \quad (14)$$

Для регулируемой координаты максимальным следует считать заданное значение $\Omega_{\max} = \Omega^*$, достигаемое в оптимальном по быстродействию переходном процессе. Тогда

$$T_\varphi = \frac{\Omega^*}{\varphi_{\max}}. \quad (15)$$

Подставив выражения (12), (13) в равенства (7) получим два уравнения, выражающие взаимосвязь трёх неизвестных T_φ , T_ω , T_ε для рассматриваемой траектории

$$T_\omega = T_\varepsilon + T_a, \quad (16)$$

$$T_\varphi = T_\omega + T_\varepsilon + T_a. \quad (17)$$

Третье уравнение составим на основании того факта, что произведение неизвестных постоянных времени T_φ , T_ω и T_ε может быть выражено через величины, известные для траектории рассматриваемого режима как

$$T_\varphi \cdot T_\omega \cdot T_\varepsilon = \frac{\Omega^*}{\varphi_{\max}} \cdot \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}} \cdot \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}},$$

откуда имеем

$$T_\varphi \cdot T_\omega \cdot T_\varepsilon = \frac{\Omega^*}{\varepsilon_{\max}}. \quad (18)$$

Подставив уравнения (16), (17) в уравнение (18), получим после некоторых преобразований кубическое уравнение относительно постоянной времени T_ε

$$T_\varepsilon^3 + 2 \cdot T_a \cdot T_\varepsilon^2 + T_a^2 \cdot T_\varepsilon - \frac{\Omega^*}{2 \cdot \varepsilon_{\max}} = 0. \quad (19)$$

Выполнив замену переменной

$$T = T_\varepsilon + \frac{2}{3} T_a, \quad (20)$$

получим уравнение (19) в приведенном виде с неизвестной T

$$T^3 - \frac{1}{3} T_a^2 \cdot T - \frac{2}{27} T_a^3 - \frac{\Omega^*}{2 \cdot \varepsilon_{\max}} = 0. \quad (21)$$

Решим данное уравнение, воспользовавшись формулами Кардано [7]. Действительный неотрицательный корень уравнения (21) имеет вид

$$T = 3 \sqrt[3]{\frac{T_a^3}{27} + \frac{\Omega^*}{4 \cdot \varepsilon_{\max}}} + \sqrt{\frac{(\Omega^*)^2}{16 \cdot \varepsilon_{\max}^2} + \frac{T_a^3 \cdot \Omega^*}{54 \cdot \varepsilon_{\max}}} + 3 \sqrt[3]{\frac{T_a^3}{27} + \frac{\Omega^*}{4 \cdot \varepsilon_{\max}}} - \sqrt{\frac{(\Omega^*)^2}{16 \cdot \varepsilon_{\max}^2} + \frac{T_a^3 \cdot \Omega^*}{54 \cdot \varepsilon_{\max}}}. \quad (22)$$

Выразив искомую постоянную времени T_ε из формулы (20) с учётом выражения (22), найдём действительный неотрицательный корень исходного уравнения (19)

$$T_\varepsilon = 3 \sqrt[3]{\frac{T_a^3}{27} + \frac{\Omega^*}{4 \cdot \varepsilon_{\max}}} + \sqrt{\frac{(\Omega^*)^2}{16 \cdot \varepsilon_{\max}^2} + \frac{T_a^3 \cdot \Omega^*}{54 \cdot \varepsilon_{\max}}} + 3 \sqrt[3]{\frac{T_a^3}{27} + \frac{\Omega^*}{4 \cdot \varepsilon_{\max}}} - \sqrt{\frac{(\Omega^*)^2}{16 \cdot \varepsilon_{\max}^2} + \frac{T_a^3 \cdot \Omega^*}{54 \cdot \varepsilon_{\max}}} - \frac{2}{3} T_a. \quad (23)$$

Полученное выражение для постоянной времени T_ε представляется сравнительно сложным с точки зрения восприятия, что делает неоправданным дальнейшее решение задачи в общем виде, требующее ряда подстановок этого выражения для модификации расчётных формул (3), (4) или (5), (6) и алгоритма управления (2). Вместо этого

приведём дальнейшую последовательность вычислений, выполняемых в ходе синтеза каскада регуляторов (2). При этом напомним, что уравнения (16)-(18) образуют систему с тремя неизвестными $T_\varphi, T_\omega, T_\varepsilon$ и подлежат совместному решению. Подстановка результатов вычислений по формуле (23) в уравнения (16), (17) даёт значения постоянных времени T_φ, T_ω , необходимые для расчёта по формулам (5), (6). Из определений постоянных времени (5) выражаются неизвестные максимумы первой и второй производных выходной координаты

$$\varphi_{\max} = \omega_{\max} \cdot T_\omega, \quad (24)$$

$$\omega_{\max} = \varepsilon_{\max} \cdot T_\varepsilon. \quad (25)$$

Результаты вычислений по формулам (24), (25) определяют амплитуды сигналов регуляторов R_Ω, R_φ каскада (2) и подлежат подстановке в формулы (3), (4) в случае их использования вместо равносильных выражений (5), (6).

Формула (23) и основанные на ней расчёты актуальны только для полуоткрытого диапазона значений скачка задания скорости $[\Omega^{*H}, \Omega^{*B})$, в котором реализуется представленная на рис.1 форма переходной траектории. Верхняя граница диапазона воспроизводимых на данной траектории заданий Ω^{*B} соответствует условиям (7). Подставив в равенства (17), (16) постоянные времени (15), (5), получим систему

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{\max} &= \omega_{\max} (T_\varepsilon + T_a) \\ \Omega^{*B} &= 2 \cdot \varphi_{\max} (T_\varepsilon + T_a) \end{aligned} \right\},$$

откуда выразим искомую верхнюю границу диапазона

$$\Omega^{*B} = 2 \cdot \omega_{\max} (T_\varepsilon + T_a)^2. \quad (26)$$

Она вычисляется подстановкой значений $\varepsilon_{\max}, a_{\max}$, которые для данного режима фиксированы, и равного ω_{\max} граничного значения $\omega(t)$ в формулы (5), (26). Заметим, что формула (26) совпадает с определённой в работе [6] нижней границей диапазона заданий Ω^{*H} , воспроизводимых с фиксированным уровнем ω_{\max} и неопределённым φ_{\max} .

Для нижней границы Ω^{*H} рассматриваемого диапазона наряду с (7) выполняется условие $T_{S\varepsilon} = 0$, из которого с учётом (11) вытекает равенство

$$T_\varepsilon = T_a. \quad (27)$$

Подставив в равенства (27), (16), (17) постоянные времени (15), (5), получим систему

$$\left. \begin{aligned} \omega_{\max} &= \varepsilon_{\max} T_a \\ \varphi_{\max} &= 2 \cdot \omega_{\max} T_a \\ \Omega^{*H} &= 4 \cdot \varphi_{\max} T_a \end{aligned} \right\},$$

откуда выразим искомую нижнюю границу диапазона

$$\Omega^{*H} = 8 \cdot \varepsilon_{\max} T_a^3 = 8 \cdot a_{\max} T_a^4. \quad (28)$$

Она вычисляется подстановкой значений ε_{\max} , a_{\max} , которые для данного режима фиксированы, в формулы (5), (28).

Заметим, что временные диаграммы (рис.1), лежащие в основе изложенной методики синтеза, не претендуют на оригинальность. Их расчёт, включая условия существования, приводится в несколько отличной от (1) системе обозначений в статьях ряда других авторов, например, [8]. Элемент новизны настоящей работы состоит в интеграции данной траектории в математический аппарат метода N-i переключений, обеспечивающего оптимизацию замкнутой системы управления по быстродействию без явного расчёта временных диаграмм.

Выводы. Установленная аналитическая зависимость (23) постоянной времени T_{ε} от величины скачка задающего воздействия Ω^* позволяет рассчитать максимумы первой и второй производных (24), (25) регулируемой координаты системы четвёртого порядка и осуществить адаптацию настроек релейной СПР к заданной форме переходной траектории. Параметрический синтез каскада регуляторов (2) методом N-i переключений реализуется последовательностью вычислений по формулам (23), (16), (17), (24), (25), (5), (6) или (23), (16), (17), (24), (25), (3), (4). Диапазон значений задающего воздействия Ω^* для применения данного порядка расчёта определяется выражениями (26), (28).

Результаты настоящей работы ориентированы на применение в самонастраивающихся системах управления электроприводами с конечной жёсткостью кинематической цепи. Потенциал развития изложенной методики параметрического синтеза заключается в возможности использования иных форм расчётной траектории, специфичных для конкретных объектов управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Релейные системы оптимального управления электроприводами / Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В., Дерез А.Л. – Днепродзержинск: ДГТУ, 2011. – 337с.
2. Садовой А.В. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-i переключений / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод»: "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков, 2005. – Выпуск 45. – С.71-73.
3. Садовой А.В. Анализ характера скользящего режима оптимальной по быстродействию позиционной релейной СУЭП / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2008. – Выпуск 8. – С.140-144.
4. Садовой А.В. Параметрический синтез релейной системы подчиненного регулирования скорости электропривода с упругой связью / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник Кременчугского государственного политехнического университета. – Кременчуг: КПУ. – Выпуск 3/2008(50). – Часть 1. – С.83-87.
5. Садовой А.В. Анализ устойчивости скользящего режима оптимальной по быстродействию системы четвертого порядка / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Ссерия «Электротехника, электроника и электропривод». – Харьков, 2008. – Выпуск 30. – С.91-93.
6. Дерез А.Л. Оптимизация по быстродействию системы регулирования скорости электропривода методом N-i переключений при неопределённом максимуме упругого момента / Дерез А.Л., Садовой А.В.// Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). – Днепродзержинск: ДГТУ. – 2013. – Вып. 1 (21). – С.150-156.

7. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов / Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. – М.: Наука, 1986. – 544с.
8. Добробаба Ю.П. Разработка оптимальной по быстродействию диаграммы для небольших перемещений электроприводов переменного тока / Добробаба Ю.П., Шпилев А.А., Мурлина Е.А. // Известия ВУЗов. Пищевая технология. – 2010. – № 1. – С.84-87.

Поступила в редколлегию 28.03.2016.

УДК 62-52

ШЕРЕМЕТ О.І., к.т.н., доцент
САДОВОЙ О.В., д.т.н., професор
СОХІНА Ю.В., к.т.н., доцент

Дніпродзержинський державний технічний університет

СИНТЕЗ ДВОКООРДИНАТНОЇ СЛІДКУЮЧОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛІЗЕРА

Вступ. Системи, в яких керована величина відтворює сигнал завдання, що змінюється довільно, називаються слідкуючими. Прикладом слідкуючої системи може бути система керування електроприводами радіолокаційної станції, яка повинна слідкувати за деякою ціллю або система керування електроприводами копіювального верстату, що відтворює рух вимірювального щупа за контуром деталі [1].

Слідкуючі системи можуть контролювати одну координату, але частіше такі системи є багатокоординатними і відтворюють деяку траєкторію у двовимірному або тривимірному просторі. В цьому разі електроприводи, що забезпечують потрібний рух об'єкта керування, будуть взаємозв'язаними через деяку функцію мети, для реалізації якої призначається слідкуюча система.

Постановка задачі. Двокоординатна слідкуюча електромеханічна система використовується у радіолокаційній станції російського протитанкового ракетного комплексу «Хризантема-С», що призначений для знищення танків, у тому числі і з динамічним захистом, малотоннажних надводних і низьколітаючих дозвукових повітряних цілей, залізобетонних оборонних споруд, а також живої сили, що перебуває як в укритті, так і на відкритій площі.

Для радіолокаційних систем, подібних до тієї, що встановлена у комплексі «Хризантема-С», особливо важливими є швидкодія та точність відтворення заданої траєкторії руху. Цифро-аналогова система з дискретним часовим еквалізером може забезпечити високу швидкодію та точність відтворення потрібної траєкторії руху об'єкта керування, тому вона може бути застосована у радіолокаційній системі.

Поставимо задачу синтезу двокоординатної слідкуючої електромеханічної системи на базі дискретного часового еквалізера за умови часткової компенсації об'єкта керування. При цьому будується обернена еталонна модель об'єкта керування та доповнюється передатною функцією типової динамічної ланки, що забезпечує модифікацію принципу симетрії структурних схем [2]. Краще за все в якості типової динамічної ланки використовувати інтегруючу ланку, котра забезпечить перший порядок астатизму. Крім того, при наявності інтегруючих ланок у складі об'єкта керування їх не слід надавати компенсації, оскільки вони також підвищуватимуть порядок астатизму системи.

Результати роботи. Об'єктами керування у слідкуючій системі керування радіолокаційною станцією є два двигуни постійного струму, кожен з яких живиться від власного транзисторного перетворювача, крім того, кожен з керованих двигунів має